

# Rectificador Síncrono Clase E a E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía

María de las Nieves Ruiz Lavín, Reinel Marante Torres y José Ángel García García  
mariadelasnieves.ruiz@unican.es, reinel.marante@unican.es, joseangel.garcia@unican.es  
Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n 39005 Santander.

**Abstract-** In this paper, advantage is taken from the particular characteristics of Enhancement-mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (E-pHEMT) devices for the design of synchronous rectifiers with an unbiased gate. Based on one of them, the design of a class E synchronous rectifier working in the 900 MHz frequency band, is proposed. A lumped-element multi-harmonic class E amplifier was first designed, exploiting the time-reversal duality, to then introduce a drain-to-gate feedback and operate it in the desired synchronous rectifying mode. Competitive efficiency figures are demonstrated over a significant input power, frequency and load resistance range. An efficiency peak of 83% has been measured at 17 dBm, staying above 70% for a 14 dB input power range, a distinguishing characteristic when compared to Schottky diode based alternatives. The verified AM-AM conversion linearity would also allow using the rectifier for the efficient extraction of a time-varying excitation envelope without significant distortion.

## I. INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, el uso y desarrollo de terminales electrónicos portátiles ha crecido de manera notable. Dado que la autonomía de estos dispositivos está fuertemente limitada por la duración y el tamaño de sus baterías, cuya sustitución agranda el cada vez mayor problema medioambiental que dirige las miradas hacia las técnicas “verdes”, crece de nuevo el interés en temas de reciclado de energía en transmisión inalámbrica. Aunque pueden encontrarse varios enfoques, como los casos de acoplamiento inductivo de campo cercano o de resonancia magnética, que ofrecen un alto rendimiento en enlaces de corto a medio alcance, se tiende a realizar la transferencia de energía de campo lejano a través de una onda electromagnética de alta frecuencia en aplicaciones de alimentación remota de etiquetas RFID y sensores inalámbricos.

La rectenna [1], concepto que describe la combinación de la antena que recibe las ondas incidentes y el circuito rectificador que convierte la potencia de RF o microondas recibida en potencia de DC útil, es el elemento clave en este tipo de soluciones. Dada la multitud de aplicaciones que existen actualmente, es interesante que la eficiencia de conversión de RF a DC sea alta para distintos requisitos de funcionamiento. Si bien el rectificador se diseña habitualmente sobre determinados diodos Schottky, ya sea con una baja tensión de codo (“zero bias”) y una reducida capacidad de manejo de potencia, en los casos en los que interesa el reciclado de la energía, o con una baja resistencia y alta tensión de ruptura en el caso de aplicaciones de

transferencia de potencia, la rectenna puede proporcionar una buena eficiencia de conversión de RF a DC, pero únicamente bajo condiciones de operación concretas. Aunque el impacto de la adaptación de la carga sobre el rendimiento del rectificador puede ser mermado con la introducción de un conversor DC-DC con seguidor del punto de máxima potencia (MPPT, de sus siglas en inglés) [2], la degradación de la eficiencia con la potencia de entrada puede ser una limitación importante en muchos escenarios.

Los denominados rectificadores síncronos o activos, empleados con frecuencia en convertidores DC-DC [3], reemplazan el uso de diodos por elementos de conmutación controlados de forma activa, normalmente un MOSFET, cuyo bajo valor de resistencia  $R_{on}$  permite reducir la caída de tensión en el dispositivo de conducción. Siempre y cuando el dispositivo opere como un interruptor, la eficiencia se mantendrá alta con relativa independencia del nivel de potencia de entrada. Puesto que los transistores disponibles en las bandas de RF y microondas son generalmente de empobrecimiento o normally on, polarizar adecuadamente la puerta para operar en modo conmutado en este caso, puede exigir una fuente de alimentación negativa auxiliar para lograr una buena eficiencia de conversión, lo que limita la introducción de estas topologías de rectificación en aplicaciones inalámbricas de reciclado de energía. Dada su pequeña resistencia  $R_{on}$  y su tensión umbral ligeramente positiva, los dispositivos E-pHEMT aventajan a los anteriores en dichas aplicaciones, pudiendo ofrecer un excelente rendimiento cuando son operados en modo conmutado.

En este trabajo, se aprovechan las características de los dispositivos E-pHEMT para el diseño de rectificadores síncronos sin polarización en puerta. Siguiendo una topología clase E multiarmónica con elementos concentrados, se demuestra su alta eficiencia durante amplios rangos de potencia de entrada, frecuencia y resistencia de carga.

## II. E-PHEMT COMO CONMUTADOR

Para llevar a cabo este trabajo se ha seleccionado el transistor encapsulado ATF54143 de Avago Tech. de tecnología E-pHEMT, con una anchura de puerta de 800  $\mu\text{m}$ . A partir de la medida de las curvas características  $I/V$ , mostradas en la Fig. 1, para el dispositivo E-pHEMT utilizado, se hacen notar valores como los de su tensión umbral,  $V_{th} = 0.3 \text{ V}$ , y su baja  $R_{on} = 2.3 \Omega$ , así como su elevada tensión de ruptura,  $V_{br} = 18 \text{ V}$ .

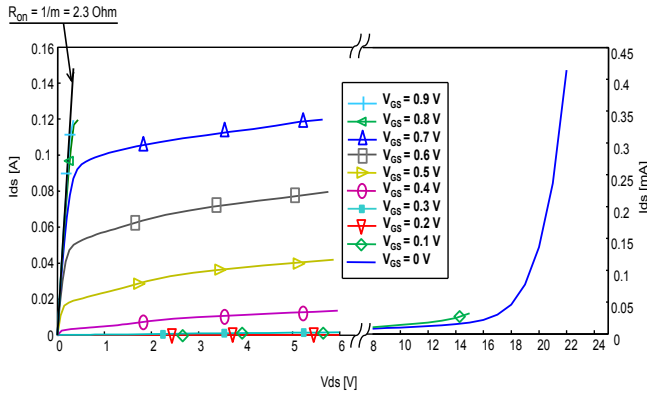


Fig. 1. Curvas características I/V para el transistor E-pHEMT ATF54143.

Con el fin de asegurar la fiabilidad del dispositivo cuando se trabaja en modo clase E, la tensión de DC debe permanecer por debajo de  $V_{DS} = 5$  V. Basándonos en esta suposición, el valor pico de la forma de onda de la tensión vista en [4],  $V_{peak} \approx 3.6 V_{DS}$ , se mantiene por debajo de la tensión de ruptura. Además, se ha extraído el valor de la capacidad equivalente de salida del dispositivo,  $C_{out} = 0.44$  pF, en la banda de 900 MHz, mediante la medida de los parámetros [S] realizada a la condición de alimentación de puerta deseada,  $V_{GS} = 0$  V, para diferentes valores de  $V_{DS}$ .

### III. RECTIFICADOR CLASE E Y PRINCIPIO DE DUALIDAD

Aprovechando el principio de dualidad [5] es posible diseñar un rectificador clase E síncrono a partir de su dual, un inversor clase E. En este tipo de topologías inversoras resonantes, concebidas inicialmente como amplificadores de potencia de RF [6], se puede conseguir una condición de operación sin pérdidas ideal asegurando que la tensión drenador-fuente y su derivada son nulas cuando el dispositivo se encuentra en estado on, evitando que exista disipación en la  $R_{on}$  debida a la carga acumulada en el condensador del circuito de drenador cuando se sitúa en modo off. De este modo, el valor de dicha capacidad  $C_{out}$  será mínimo, cuando sea interesante maximizar la frecuencia de operación, pudiendo alcanzar una eficiencia ideal del 100 %.

Bajo la condición de impedancia óptima, que se encuentra en [4],  $Z_{opt}(\omega) = (0.1836 + j \cdot 0.2116)/(\omega \cdot C_{out})$  y  $Z_{opt}(k \cdot \omega) = \infty$ , con  $k \geq 1$ , el inversor clase E se comporta como una carga  $R_{DC} = V_{DD}/I_{DD} = 1/(\pi \cdot \omega \cdot C_{out})$ , vista desde la fuente de DC. Por tanto, el funcionamiento libre de pérdidas de su dual, el rectificador clase E, se consigue al cargarlo con dicha  $R_{DC}$  y obligando a una condición de circuito abierto en los armónicos superiores. De este modo, el rectificador presenta al generador de potencia de RF una impedancia de entrada compleja igual a la  $Z_{opt}(\omega)$  descrita.

### IV. DISEÑO DEL RECTIFICADOR SÍNCRONO CLASE E

#### A. Inversor Clase E

Siguiendo el principio de dualidad referido, se ha diseñado un amplificador clase E basado en el dispositivo E-pHEMT previamente caracterizado. Con objeto de reducir los efectos parásitos no deseados debidos a bobinas y condensadores en estas frecuencias, el circuito LC serie original, planteado en [6], ha sido sustituido por una red de adaptación multiarmónica a la salida como la propuesta en [7]. La Fig. 2 muestra con detalle la implementación

realizada, en la cual se han utilizado circuitos resonantes serie  $L_{3s}$ - $C_{3s}$  y  $L_{2s}$ - $C_{2s}$  para imponer la condición de corto en los planos de referencia (A y B) del tercer y segundo armónico respectivamente, así como un circuito tanque paralelo  $L_{3p}$ - $C_{3p}$  y una pequeña inductancia  $L_{2p}$  para obtener la condición de abierto deseada en drenador. Además, una red  $L_{f0}$ - $C_{f0}$  permite terminar el fundamental con la impedancia deseada,  $Z_{opt}(\omega) = 68.798 + j \cdot 79.143 \Omega$ .

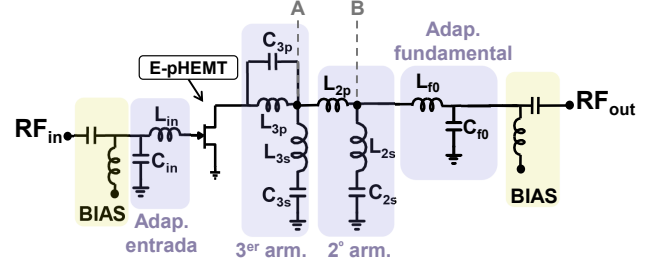


Fig. 2. Esquemático simplificado del amplificador clase E.

Para el ajuste de la red de adaptación de entrada se empleó el coeficiente de reflexión medido en saturación (justo antes de que hubiese rectificación en puerta). Polarizando el transistor con  $V_{GS} = 0$  V y  $V_{DS} = 3$  V y con una potencia de entrada  $P_{RF in} = 3$  dBm, se ha conseguido medir una eficiencia global del 79 %, con una potencia de 58 mW a la salida. Se estimó además el valor de la resistencia vista desde la fuente de DC,  $R_{DC} = 122 \Omega$ .

#### B. Rectificador Clase E

A partir de los resultados anteriores, se preparó el dispositivo para trabajar como rectificador síncrono. Se desvió una muestra de la señal de RF aplicada al terminal del drenador, del orden de la inversa de la ganancia del amplificador medido, hacia el terminal de puerta no polarizado ( $V_{GS} = 0$  V) y se cargó inicialmente el rectificador con una resistencia de DC de  $122 \Omega$ .

Además se ajustó una red LCL que introduce un desfase con el propósito de sincronizar las formas de onda de drenador y puerta. En la Fig. 3 puede verse el esquemático del rectificador síncrono implementado.

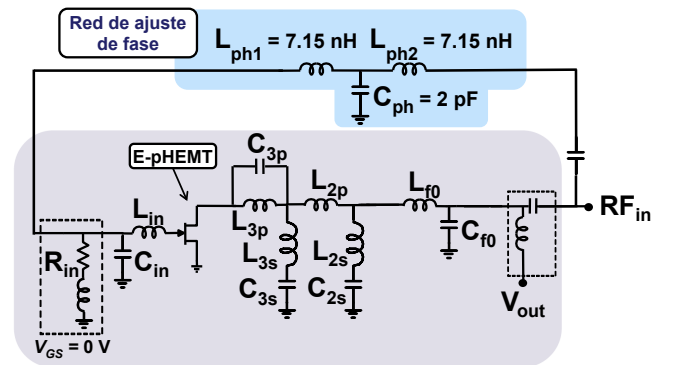


Fig. 3. Esquemático del rectificador síncrono clase E implementado.

En la fotografía del rectificador que muestra la Fig. 4, puede verse que no se ha prestado un especial interés en la reducción del área ocupada, sino que se ha perseverado en la realización de la conversión de RF a DC de manera óptima.

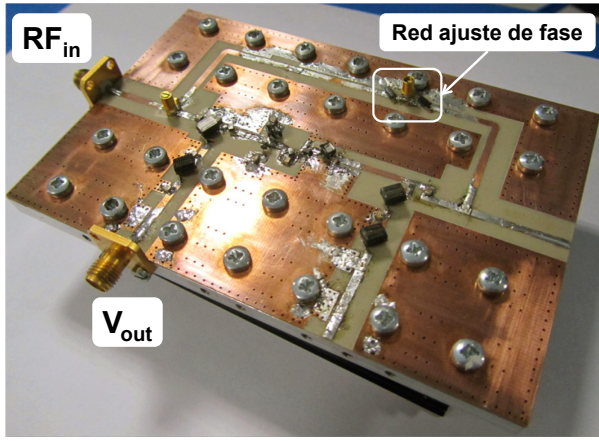


Fig. 4. Fotografía del rectificador implementado.

## V. CARACTERIZACIÓN DE LA CONVERSIÓN RF A DC

### A. Medidas de tipo estático (onda continua)

Se evaluó el comportamiento del rectificador en términos de frecuencia de operación. Como muestra la Fig. 5., la eficiencia de conversión permanece por encima del 70% para un rango de 56.3 MHz, que corresponde a ancho de banda fraccional del 6%. Aunque este diseño es sensible a cambios realizados en los valores de los elementos concentrados, existe un margen para el cual la reducción de eficiencia no es significativa.

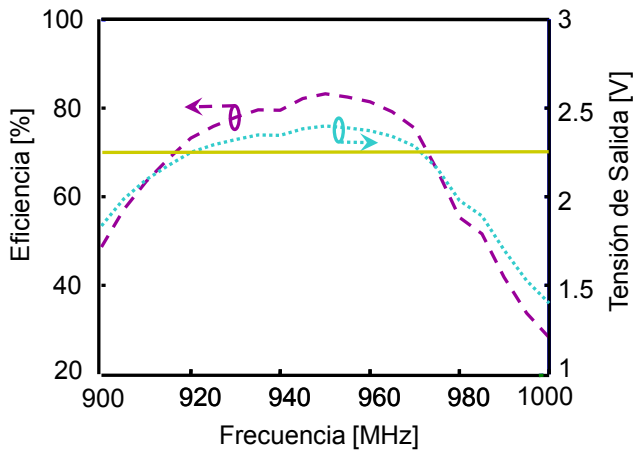


Fig. 5. Evolución de la eficiencia y la tensión de salida con la frecuencia con  $P_{inRF} = 17$  dBm.

Los perfiles de eficiencia y tensión de salida obtenidos, para una excitación de onda continua a 950 MHz, frente al nivel de potencia de entrada se muestran en la Fig. 6 a). Se ha medido un pico de eficiencia del 83% para un nivel de 17 dBm. Como se espera de este tipo de rectificadores, la eficiencia se mantiene por encima del 70% para un rango de potencia de entrada de unos 14 dB, así como para un intervalo de 18.5 dB por encima del 60%.

El valor pico de eficiencia logrado, competitivo con los obtenidos en implementaciones homólogas con diodos, además de la baja degradación de esta figura de mérito cuando se trabaja en condiciones distintas a las fijadas en su diseño, validan las ventajas de esta topología para su uso en diversas aplicaciones con distintas potencias de entrada.

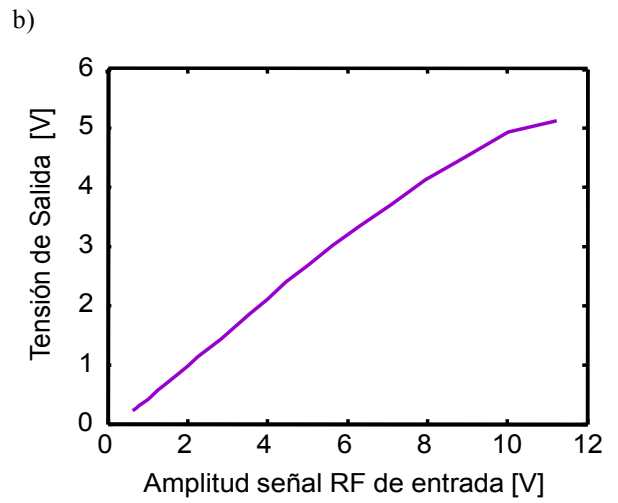
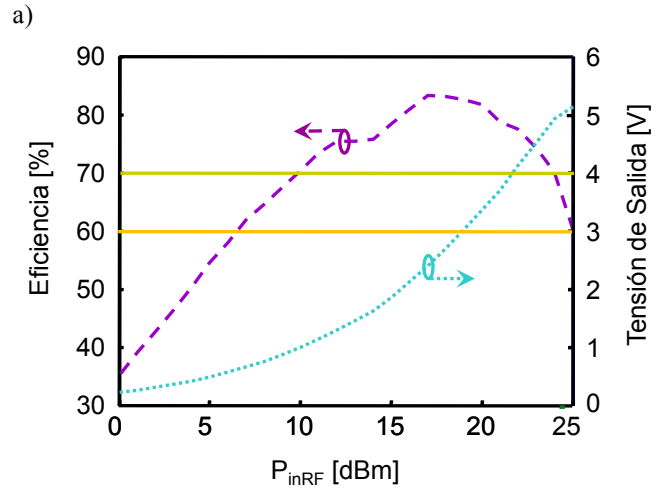


Fig. 6. a) Evolución de la eficiencia y la tensión de salida con  $P_{inRF}$  y b) tensión de salida frente a la amplitud de la señal RF de entrada.

Finalmente se estudió el impacto de la variación de la carga a la salida sobre el rectificador. En la Fig. 7 se muestra la evolución con la resistencia de carga de la tensión de salida y la eficiencia, asegurando para este último un valor superior al 70% entre 58 y  $290\Omega$ . Este tipo de rectificador puede ser descrito usando un circuito equivalente Thévenin, con  $R_{int} = 120\Omega \approx R_{DC}$ .

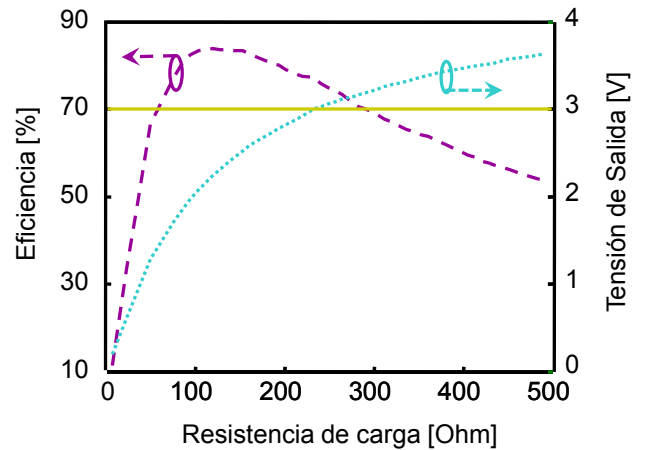


Fig. 7. Variación de la eficiencia y la tensión de salida con la resistencia de carga.

## B. Medidas dinámicas (modulación)

La tensión de salida frente a la amplitud de la señal de RF aplicada a la entrada muestra una dependencia altamente lineal (véase Fig. 6 b)), permitiendo que esta topología sea susceptible para su uso como detector de envolvente eficiente. Como puede verse, si la amplitud de la señal de excitación no alcanza la zona de compresión y se mantiene en el rango para el cual la relación entre las amplitudes de entrada y salida es lineal, no sería necesario ningún tipo de predistorsión digital para recuperar la señal. Para evaluar por tanto sus capacidades dinámicas, se utilizó una señal de excitación WCDMA con una relación potencia pico a potencia promedio (PAPR de sus siglas en inglés) de 8.4 dB. La señal recuperada puede verse en la Fig. 8, comparada con la señal original. Como se aprecia, la tensión de salida del rectificador sigue linealmente las variaciones de la envolvente de la señal de excitación, con una eficiencia promedio medida del 76%.

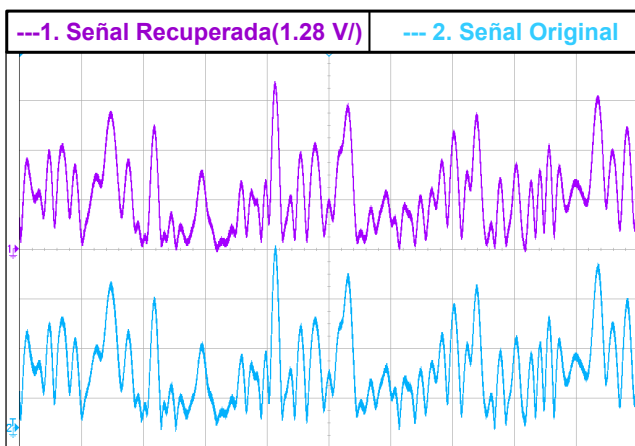


Fig. 8. Envolvente de las señales WCDMA original y recuperada.

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto el diseño de un rectificador síncrono clase E basado en un dispositivo E-pHEMT. Se ha obtenido un pico de eficiencia del 83% a 17 dBm, manteniéndose por encima del 70% en un rango de 14 dB de potencia de entrada y un ancho de banda fraccional del 6%. La linealidad del detector AM-AM comprobada permite usar este rectificador para la extracción eficiente de la envolvente variante con el tiempo de una señal de excitación. Gracias a la dualidad rectificador-inversor, esta topología puede ser utilizada para operar en modo rectenna inversa.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Ministerio de Economía y Competitividad por su contribución a través del proyecto TEC2011-29126-C03-01, cofinanciado con fondos FEDER, y el Consolider CSD2008-00068. R. Marante desea agradecer a la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo del Ministerio de Asuntos Exteriores y Cooperación (MAEC-AECID), por el programa de becas de doctorado para ciudadanos extranjeros (ref.0000524566).

## REFERENCIAS

- [1] W. C. Brown et al., *U. S. Patent 3 434 678*, Mar. 25, 1969.
- [2] A. Dolgov, R. Zane, and Z. Popovic, "Power Management System for Online Low Power RF Energy Harvesting Optimization," *IEEE Trans. Circuits Systems-I: Regular Papers*, Vol. 57, No. 7, pp. 1802-1811, July 2010.
- [3] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> Ed., Springer Science, NY: 2001.
- [4] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, Vol. CAS-24, No. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [5] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21<sup>st</sup> Power Electronics Specialist Conf., PESC'90*, pp. 512-521, 1990.
- [6] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [7] R. Beltran and F. H. Raab, "Lumped-Element Output Networks for High-Efficiency Power Amplifiers," *2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 324-327, Anaheim, May 2010.